

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

11040 U.S. PTO  
09/921421  
08/02/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office

出 願 年 月 日  
Date of Application:

2000年 8月 7日

出 願 番 号  
Application Number:

特願2000-238161

出 願 人  
Applicant(s):

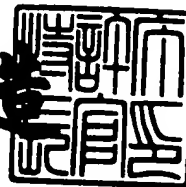
ソニー株式会社

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2001年 5月25日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3044765

【書類名】 特許願

【整理番号】 0000422004

【提出日】 平成12年 8月 7日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 1/26  
H03G 11/04

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソニー株式会社  
内

【氏名】 岡信 大和

【特許出願人】

【識別番号】 000002185

【氏名又は名称】 ソニー株式会社

【代表者】 出井 伸之

【代理人】

【識別番号】 100091546

【弁理士】

【氏名又は名称】 佐藤 正美

【電話番号】 03-5386-1775

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 048851

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9710846

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 アンテナユニットおよび受信機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

アンテナと、

このアンテナの受信信号を増幅する高周波アンプと、

この高周波アンプの出力信号を受信機に供給する出力ケーブルと  
を有し、

上記受信機から上記出力ケーブルを通じて上記高周波アンプにその動作電圧が  
供給されるとともに、

上記受信機から上記出力ケーブルを通じて利得を制御する信号が供給される  
ようにしたアンテナユニット。

【請求項 2】

高周波アンプを有し、アンテナの受信信号を所定の利得で出力ケーブルを通じ  
て出力するとともに、上記利得を切り換えることのできるアンテナユニットを使  
用する受信機であって、

上記高周波アンプの動作電圧の電圧源と、

上記動作電圧の大きさを切り換え制御する制御回路と  
を有し、

上記動作電圧を、上記出力ケーブルを通じて上記アンテナユニットの上記高周  
波アンプに供給するとともに、

上記制御回路により上記動作電圧の大きさを切り換え制御することにより上記  
利得を切り換える

ようにした受信機。

【請求項 3】

アンテナと、

高周波アンプと、

アッテネータ回路と、

出力ケーブルと、

スイッチ回路と

を有し、

上記出力ケーブルの出力信号が供給される受信機から、上記出力ケーブルを通じて上記高周波アンプにその動作電圧が供給されるとともに、

上記受信機から上記出力ケーブルを通じて上記スイッチ回路に制御信号が供給され、

この制御信号にしたがって上記スイッチ回路を制御することにより、上記高周波アンプと、上記アッテネータ回路とを、上記アンテナと、上記出力ケーブルとの間の信号ラインに選択的に接続する

ようにしたアンテナユニット。

【請求項 4】

請求項 3 に記載のアンテナユニットにおいて、

電圧検出回路を有するとともに、

上記制御信号が上記動作電圧の電圧変化とされ、

この動作電圧の変化を上記電圧検出回路により検出し、

この検出出力により上記スイッチ回路を制御する

ようにしたアンテナユニット。

【請求項 5】

請求項 4 に記載のアンテナユニットにおいて、

上記制御信号が上記受信機における A G C 電圧から形成され、

受信電界レベルが所定のレベル以上のときには、上記高周波アンプが選択され

、  
上記受信電界レベルが上記所定のレベル未満のときには、上記アッテネータ回路が選択される

ようにしたアンテナユニット。

【請求項 6】

アンテナの受信信号を所定の利得をもって出力ケーブルに送り出すとともに、

第 1 の制御信号にしたがって上記利得を切り換えることのできるアンテナユニットを使用する受信機であって、

上記出力ケーブルの接続されるコネクタと、

高周波アンプと、

可変アッテネータ回路と、

スイッチ回路と

A G C 電圧から上記第 1 の制御信号と、第 2 および第 3 の制御信号を形成する  
形成回路と

を有し、

上記出力ケーブルを通じて上記アンテナユニットにその動作電圧を供給し、

上記形成回路により形成された上記第 1 の制御信号を上記出力ケーブルを通じ  
て上記アンテナユニットに供給して上記利得を切り換え、

上記第 2 の制御信号にしたがって上記スイッチ回路を制御することにより、上  
記高周波アンプと、上記可変アッテネータ回路とを、上記コネクタと、後段の回  
路との間の信号ラインに選択的に接続し、

上記第 3 の制御信号により上記可変アッテネータ回路の利得を制御する  
ようにした受信機。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の受信機において、

上記アンテナユニットは上記動作電圧の変化により上記利得が切り換わるよう  
にされ、

上記第 1 の制御信号により、上記アンテナユニットに供給される上記動作電圧  
を変更する回路を有する

ようにした受信機。

【請求項 8】

請求項 6 に記載の受信機において、

受信電界レベルが所定のレベル以上のときには、上記高周波アンプが選択され

、  
上記受信電界レベルが上記所定のレベル未満のときには、上記アッテネータ回  
路が選択される

ようにした受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、アンテナユニットおよび受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】

アメリカにおけるデジタル音声放送はDARと呼ばれているが、このDARは、車両に搭載した受信機などでも安定な受信ができるようにするため、衛星波と地上波とを併用している。

【0003】

すなわち、DARにおいては、2.3GHz帯が使用され、図8Bに示すように、2つのサービスが放送される。このとき、サービスのそれぞれは、12.5MHzの周波数帯域を使用する。そして、図8Aにも示すように、1つのサービスは2つのアンサンブルA、Bから構成され、これらアンサンブルA、Bのそれぞれは50チャンネルの番組（コンテンツ）を提供する。したがって、1つのサービスが100チャンネルの番組を提供することになる。

【0004】

そして、アンサンブルAは、信号A1、A2、A3によりそれぞれ放送され、アンサンブルBは、信号B1、B2、B3によりそれぞれ放送される。つまり、信号A1、A2、A3の内容は互いに同一であり、信号B1、B2、B3の内容も互いに同一である。したがって、信号A1、A2、A3のどれかを受信できれば、アンサンブルAの番組を聴取できることになり、同様に信号B1、B2、B3のどれかを受信できれば、アンサンブルBの番組を聴取できることになる。

【0005】

なお、信号A1～A3、B1～B3は、図8Aにも示すように、周波数順に、信号A1、A2、A3、B3、B2、B1のように配列され、信号A3と信号B3との中央の周波数 $f_C$ を中心にして、信号A1、A2、A3と、信号B3、B2、B1とは対称に配置されている。

【0006】

そして、信号A1、A2、B1、B2はQPSK信号であり、信号A1、B1は、アメリカ西部の上空の放送衛星BS1から送信され、信号A2、B2は、アメリカ東部の上空の放送衛星BS2から送信される（厳密には、衛星BS1、BS2は、アメリカ西部および東部に対応する経度であって赤道の上空に位置する）。また、信号A3、B3はOFDM信号であり、地上のアンテナから送信される。

## 【0007】

したがって、信号A1、A2、B1、B2は衛星波であるとともに、衛星BS1、BS2によりダイバーシティ効果を得られるので、アメリカ全域で放送を聴取できる。また、高層ビルなどがあると、電波が遮られることもあるが、これは地上波の信号A3、B3により補われる。したがって、車両に搭載した受信機であって車両の走行につれて電波状態が大きく変化する場合でも、良好に放送を受信することができる。

## 【0008】

## 【発明が解決しようとする課題】

ところで、上述したDARを車両に搭載した受信機により聴取する場合には、その受信アンテナは、車両の走行方向にかかわらず一様な感度を得るため、指向性の少ないものとされる。しかし、指向性の少ない受信アンテナは、利得が小さい。

## 【0009】

このため、衛星BS1、BS2から送信される信号A1、A2、B1、B2の受信レベルは、かなり小さくなってしまふ。実際には、信号A1～B2の受信レベルは、受信アンテナのノイズレベルよりも10dB～20dB大きい程度であり、-100dBm～-90dBm程度である。したがって、DARを受信する場合には、受信アンテナの出力を増幅するための高周波アンプが必要とされるとともに、その高周波アンプとして十分に低雑音のものが必要とされる。

## 【0010】

一方、地上のアンテナから送信される信号A3、B3の受信レベルは、送信アンテナからの距離により大きく変化し、-90dBm～0dBm程度となる。また、信号A3、B3を送信アンテナの近くで受信した場合には、その受信レベルがかなり大き

くなり、高周波アンプが飽和して大きな歪みを発生する。

【 0 0 1 1 】

したがって、以上のことから、受信機のアンテナ入力段には、ノイズレベルが小さく、かつ、入力レベルが100dBmの範囲にわたって変化しても歪みの少ない高周波アンプが必要となる。

【 0 0 1 2 】

また、受信レベルが変化する場合、一般にA G Cをかけて信号レベルを安定化しているが、D A R受信機の場合、100dBmもの受信レベルの変化範囲に対してA G Cを応答させる必要がある。

【 0 0 1 3 】

さらに、D A R受信機を車両に搭載する場合には、そのアンテナを受信障害の少ない所、例えば屋根の上に設置することになるが、受信機は車両の内部に設置されているので、アンテナと受信機との間をケーブルで接続することになる。しかし、上記のようにD A Rの放送は2.3GHz帯を使用しているので、ケーブルによる減衰が大きく、一般に10dB程度の減衰がある。したがって、アンテナと受信機との間をケーブルで接続するだけでは、衛星波の信号A1～B2は受信が困難になってしまう。

【 0 0 1 4 】

このような場合、一般には、アンテナに高周波アンプを一体化し、アンテナの受信信号をその高周波アンプで増幅してからケーブルを通じて受信機に供給するようにしている。また、このとき、その高周波アンプに必要な動作電圧は、そのケーブルを通じて受信機から供給するようにしている。

【 0 0 1 5 】

しかし、アンテナに一体化した高周波アンプでA G Cをかけるには、A G C電圧は受信機で形成されるので、そのA G C電圧を高周波アンプに供給するためのラインが必要となり、その結果、特殊なケーブルやコネクタが必要となってしまう。

【 0 0 1 6 】

また、高周波アンプでA G Cを行う場合、その高周波アンプを可変利得アンプ



により構成することになるが、一般に、可変利得アンプは、固定利得のアンプよりもNF（雑音指数）が悪く、低雑音を要求される高周波アンプに可変利得アンプを使用することはできない。

【 0 0 1 7 】

この発明は、以上のような問題点を解決しようとするものである。

【 0 0 1 8 】

【課題を解決するための手段】

この発明においては、例えば、

アンテナと、

高周波アンプと、

アッテネータ回路と、

出力ケーブルと、

スイッチ回路と

を有し、

上記出力ケーブルの出力信号が供給される受信機から、上記出力ケーブルを通じて上記高周波アンプにその動作電圧が供給されるとともに、

上記受信機から上記出力ケーブルを通じて上記スイッチ回路に制御信号が供給され、

この制御信号にしたがって上記スイッチ回路を制御することにより、上記高周波アンプと、上記アッテネータ回路とを、上記アンテナと、上記出力ケーブルとの間の信号ラインに選択的に接続する

ようにしたアンテナユニット

とするものである。また、

アンテナの受信信号を所定の利得をもって出力ケーブルに送り出すとともに、第1の制御信号にしたがって上記利得を切り換えることのできるアンテナユニットを使用する受信機であって、

上記出力ケーブルの接続されるコネクタと、

高周波アンプと、

可変アッテネータ回路と、

スイッチ回路と

A G C 電圧から上記第 1 の制御信号と、第 2 および第 3 の制御信号を形成する形成回路と

を有し、

上記出力ケーブルを通じて上記アンテナユニットにその動作電圧を供給し、

上記形成回路により形成された上記第 1 の制御信号を上記出力ケーブルを通じて上記アンテナユニットに供給して上記利得を切り換え、

上記第 2 の制御信号にしたがって上記スイッチ回路を制御することにより、上記高周波アンプと、上記可変アッテネータ回路とを、上記コネクタと、後段の回路との間の信号ラインに選択的に接続し、

上記第 3 の制御信号により上記可変アッテネータ回路の利得を制御する

ようにした受信機

とするものである。

したがって、高周波アンプと、アッテネータ回路と、可変アッテネータ回路とが、受信電界レベルに対応して制御され、ダイナミックレンジの広い A G C が行われる。

【 0 0 1 9 】

【発明の実施の形態】

図 1 および図 2 は、この発明を、D A R を受信するためのアンテナユニットおよび受信機に適用した場合の一例を示し、符号 1 0 はそのアンテナユニット、符号 3 0 はその受信機である。

【 0 0 2 0 】

そして、アンテナユニット 1 0 においては、D A R の信号 A 1 ~ A 3、B 1 ~ B 3 の受信アンテナ 1 1 が、スイッチ回路 1 2 を通じて高周波アンプ 1 3 あるいはアッテネータ回路 1 4 に接続される。この場合、スイッチ回路 1 2 は、アンテナ 1 1 を、高周波アンプ 1 3 と、アッテネータ回路 1 4 とに選択的に接続するため、オン時のロスおよびノイズが少なく、オフ時のアイソレーションが優れているとともに、高周波特性が優れたスイッチング素子、例えばガリウム砒素 F E T を有し、図 1 に等価的に示すように、1 回路 2 接点の切り換えスイッチに構成されて

いる。

#### 【 0 0 2 1 】

また、高周波アンプ 1 3 は、低雑音アンプにより構成されるとともに、その利得  $G_{13}$  は固定とされ、例えば、 $G_{13} = 14 \text{ dB}$  である。さらに、アッテネータ回路 1 4 は、その利得  $G_{14}$  が固定とされ、例えば、 $G_{14} = -6 \text{ dB}$  である。なお、以下の説明においては、利得の単位は  $[\text{dB}]$  とする。

#### 【 0 0 2 2 】

そして、高周波アンプ 1 3 あるいはアッテネータ回路 1 4 が、スイッチ回路 1 5 を通じてバンドパスフィルタ 1 6 に接続される。この場合、スイッチ回路 1 5 は、スイッチ回路 1 2 と同様に構成され、高周波アンプ 1 3 と、アッテネータ回路 1 4 とを、高周波信号ラインに選択的に接続するためのものである。また、バンドパスフィルタ 1 6 は、例えば SAW フィルタにより構成され、図 8 B における 2 つのサービスを通過させる特性を有するものである。

#### 【 0 0 2 3 】

さらに、バンドパスフィルタ 1 6 の出力端が、固定利得の低雑音アンプにより構成された高周波アンプ 1 7 の入力端に接続され、アンプ 1 7 のホット側の出力端が直流カット用のコンデンサ  $C_{11}$  を通じて同軸ケーブル 1 8 の芯線（ホット側ライン）に接続される。この場合、同軸ケーブル 1 8 は、一般的なケーブルであるが、アンテナユニット 1 0 の受信した信号  $A_1 \sim B_3$  を受信機 3 0 に供給するとともに、アンテナユニット 1 0 の動作電圧と、ユニット 1 0 の利得の制御電圧とを、受信機 3 0 からユニット 1 0 に供給するためのものであり、図 1 における右端には、コネクタプラグ 1 9 が接続される。

#### 【 0 0 2 4 】

そして、コンデンサ  $C_{11}$  とケーブル 1 8 の芯線との接続点が、高周波チョークコイル  $L_{11}$  および抵抗器  $R_{11}$  を通じてアンプ 1 3、1 7 のホット側の電源ラインに接続されるとともに、そのホット側の電源ラインと接地との間に、コンデンサ  $C_{12}$  が接続される。したがって、受信機 3 0 から同軸ケーブル 1 8 を通じてアンテナユニット 1 0 の動作電圧が供給されると、素子  $R_{11}$ 、 $C_{12}$  の接続点に、直流電圧  $V_{PWR}$  が取り出され、この電圧  $V_{PWR}$  がアンプ 1 3、1 7 にその動作電圧とし

て供給される。なお、電圧VPWRは、後述するように、電圧VHと電圧VLとに変化する電圧であり、例えば、 $VH=3V$ 、 $VL=2.7V$ である。

## 【 0 0 2 5 】

さらに、電圧VPWRが電圧検出回路21に供給されてVPWR=VLであるかVPWR=VHであるかが検出される。そして、この検出回路21の検出出力がスイッチ回路12、15にその制御電圧として供給され、スイッチ回路12、15は、VPWR=VLのときには、図1に示すように、アンプ13側に接続され、VPWR=VHのときには、図1とは逆に、アッテネータ回路14側に接続される。

## 【 0 0 2 6 】

なお、図示はしないが、このアンテナユニット10は全体が1つの箱体に収納され、その箱体から同軸ケーブル18が引き出される。したがって、このアンテナユニット10は、例えば車両の屋根の上に設置し、ケーブル18を車内に引き込むことができる。

## 【 0 0 2 7 】

一方、受信機30において、アンテナユニット10のコネクタプラグ19が接続されるコネクタジャック31のホット側が、コンデンサC31およびスイッチ回路32を通じて高周波アンプ33あるいは可変アッテネータ回路34に接続される。この場合、スイッチ回路32は、スイッチ回路12と同様に構成され、コネクタジャック31が、高周波アンプ33側と、可変アッテネータ回路34側とに選択的に接続される。

## 【 0 0 2 8 】

また、高周波アンプ33は、低雑音アンプにより構成されるとともに、その利得G33は固定とされる。さらに、可変アッテネータ回路34は、その利得G34が制御電圧VATTにより変化するものとされる。

## 【 0 0 2 9 】

そして、高周波アンプ33あるいはアッテネータ回路34が、スイッチ回路35を通じて可変アッテネータ回路36に接続される。なお、スイッチ回路35も、スイッチ回路12と同様に構成され、高周波アンプ33と、可変アッテネータ回路34とを、高周波信号ラインに選択的に接続するためのものである。また、

可変アッテネータ回路 3 6 は、その利得  $G_{36}$  が制御電圧  $V_{ATT}$  により変化するものとされる。

#### 【 0 0 3 0 】

そして、後述するように、可変アッテネータ回路 3 6 から A G C の行われた受信信号  $A_1 \sim A_3$ 、 $B_1 \sim B_3$  が取り出されるが、以下の説明においては、簡単のため、図 6 A に示すように、信号  $A_1$ 、 $A_2$  をまとめて信号  $A_{12}$  とし、信号  $B_1$ 、 $B_2$  をまとめて信号  $B_{12}$  とする。

#### 【 0 0 3 1 】

すなわち、可変アッテネータ回路 3 6 から取り出された信号  $A_{12}$ 、 $A_3$ 、 $B_{12}$ 、 $B_3$  (信号  $A_1 \sim A_3$ 、 $B_1 \sim B_3$ ) が、低雑音アンプにより構成された高周波アンプ 3 7 およびバンドパスフィルタ 3 8 を通じて第 1 ミキサ回路 3 9 に供給されるとともに、第 1 局部発振回路 4 1 から第 1 局部発振信号  $SL_0$  が第 1 ミキサ回路 3 9 に供給され、信号  $A_{12} \sim B_3$  は第 1 中間周波信号に周波数変換される。なお、バンドパスフィルタ 3 8 は、例えば S A W フィルタにより構成され、図 8 B における 2 つのサービスを通過させる特性を有するものである。

#### 【 0 0 3 2 】

そして、アンサンブル A を聴取する場合には (信号  $A_1 \sim A_3$  が必要な場合には)、図 6 A に実線で示すように、第 1 局部発振信号  $SL_0$  は、信号  $A_{12}$ 、 $A_3$  よりも低い所定の周波数  $f_L$  とされる。したがって、図 6 B に示すように、信号  $A_{12}$  は第 1 中間周波信号  $S_{IF12}$  (中間周波数  $f_{IF12}$ ) に周波数変換され、信号  $A_3$  は第 1 中間周波信号  $S_{IF3}$  (中間周波数  $f_{IF3}$ ) に周波数変換され、信号  $B_{12}$ 、 $B_3$  は第 1 中間周波信号  $S_{IF45}$ 、 $S_{IF6}$  に周波数変換される。

#### 【 0 0 3 3 】

なお、イメージ特性を考慮すると、第 1 中間周波数  $f_{IF12}$ 、 $f_{IF3}$  をあまり低くすることはできないが、放送には 2.3GHz の周波数帯が使用されているので、第 1 中間周波数  $f_{IF12}$ 、 $f_{IF3}$  は、100MHz 以上とされる。例えば、

$$f_{IF12} \doteq 113\text{MHz}, \quad f_{IF3} \doteq 116\text{MHz}$$

とされる。

#### 【 0 0 3 4 】

また、アンサンブル B を聴取する場合には（信号 B1～B3が必要な場合には）、図 6 A に破線で示すように、第 1 局部発振信号 SL0 は、信号 B12、B3 よりも高い所定の周波数  $f_H$  とされる。したがって、図 6 C に示すように、信号 B12 は第 1 中間周波信号 S IF12（中間周波数  $f_{IF12}$ ）に周波数変換され、信号 B3 は第 1 中間周波信号 S IF3（中間周波数  $f_{IF3}$ ）に周波数変換され、信号 A12、A3 は第 1 中間周波信号 S IF45、S IF6 に周波数変換される。

## 【 0 0 3 5 】

そこで、アンサンブル A、B のどちらを聴取する場合も、中間周波信号 S IF12～S IF6 が、中間周波アンプ 4 2 を通じて第 1 中間周波フィルタ用のバンドパスフィルタ 4 3 L に供給されて中間周波信号 S IF12 が取り出される。そして、この信号 S IF12 が第 2 ミキサ回路 4 4 L に供給されるとともに、第 2 局部発振回路 4 5 から所定の周波数の第 2 局部発振信号が取り出され、この信号がミキサ回路 4 4 L に供給されて信号 S IF12 は第 2 中間周波信号に周波数変換される。そして、この信号が AGC 用の可変利得アンプ 4 6 L を通じて復調回路 4 7 L に供給されて目的とする番組のデジタルオーディオ信号が復調され、この信号が合成回路 4 8 に供給される。

## 【 0 0 3 6 】

また、ミキサ回路 3 9 からの信号 S IF12～S IF6 が、第 1 中間周波フィルタ用のバンドパスフィルタ 4 3 H に供給されて中間周波信号 S IF3 が取り出される。そして、この信号 S IF3 が第 2 ミキサ回路 4 4 H に供給されるとともに、第 2 局部発振回路 4 5 からの第 2 局部発振信号がミキサ回路 4 4 H に供給されて信号 S IF3 は第 2 中間周波信号に周波数変換される。そして、この信号が AGC 用の可変利得アンプ 4 6 H を通じて復調回路 4 7 H に供給されて目的とする番組のデジタルオーディオ信号が復調され、この信号が合成回路 4 8 に供給される。

## 【 0 0 3 7 】

そして、合成回路 4 8 において、復調回路 4 7 L からの信号と、復調回路 4 7 H からの信号とが選択あるいは合成されて出力端子 4 9 に取り出される。

## 【 0 0 3 8 】

また、このとき、復調回路 4 7 L から第 2 中間周波信号の一部がレベル検出回

路 5 1 L に供給されて A G C 電圧が形成され、この A G C 電圧がアンプ 4 6 L に利得の制御信号として供給され、信号 A 12 あるいは B 12 の第 2 中間周波信号に対して A G C が行われる。さらに、復調回路 4 7 H から第 2 中間周波信号の一部がレベル検出回路 5 1 H に供給されて A G C 電圧が形成され、この A G C 電圧がアンプ 4 6 H に利得の制御信号として供給され、信号 A 3 あるいは B 3 の第 2 中間周波信号に対して A G C が行われる。

## 【 0 0 3 9 】

したがって、第 1 局部発振信号 S L 0 の周波数を、周波数  $f_L$  あるいは周波数  $f_H$  に切り換えることにより、端子 4 9 には、アンサンブル A のデジタル信号あるいはアンサンブル B のデジタル信号が出力されることになる。

## 【 0 0 4 0 】

そして、そのとき、アンサンブル A の受信時であれば、受信信号 A 12 から復調されたデジタル信号と、受信信号 A 3 から復調されたデジタル信号とが、選択あるいは合成されて端子 4 9 に取り出されるので、受信条件にかかわらずエラーの少ないデジタル信号を得ることができる。また、アンサンブル B の受信時にも、同様の理由により受信条件にかかわらずエラーの少ないデジタル信号を得ることができる。

## 【 0 0 4 1 】

そして、アンテナユニット 1 0 および受信機 3 0 の高周波段において、信号 A 1 ~ A 3、B 1 ~ B 3 に A G C をかけるため、この発明においては、さらに、次のように構成される。すなわち、上述のように、アンテナユニット 1 0 には、回路 1 2 ~ 1 5、2 1 などが設けられるとともに、受信機 3 0 の高周波段には、回路 3 2 ~ 3 6 などが設けられる。

## 【 0 0 4 2 】

なお、この場合、可変アッテネータ回路 3 4、3 6 は、その利得 G 34、G 36 が制御電圧 V A T T に対して対数的に変化する、すなわち、利得 G 34、G 36 のデシベル値がリニアに変化するものとされる。

## 【 0 0 4 3 】

また、アンプ 4 2 から出力される第 1 中間周波信号 S I F 12、S I F 3 の一部がレ

ベル検出回路 5 2 に供給されて受信信号 A1～B3 のレベルが大きくなるときにレベルの大きくなる A G C 電圧 VAGC が形成され、この A G C 電圧 VAGC が制御電圧形成回路 5 3 に供給され、A G C 電圧 VAGC に対して例えば図 3 A～C に示すように変化する制御電圧 VANT、VSW、VATT が形成される。

## 【 0 0 4 4 】

すなわち、簡単のため、電圧 VAGC、VATT の最小値は 0 であるとする。また、A G C 電圧 VAGC における 2 つの所定値を、値 V1、V2 ( $V1 < V2$ ) とする。

## 【 0 0 4 5 】

すると、制御電圧 VANT は、 $VAGC < V2$  のときに “H” レベルとなり、 $VAGC \geq V2$  のときに “L” レベルとなる電圧である。また、制御電圧 VSW は、 $VAGC < V1$  のときに “H” レベルとなり、 $VAGC \geq V1$  のときに “L” レベルとなる電圧である。

## 【 0 0 4 6 】

さらに、制御電圧 VATT は、A G C 電圧 VAGC が最小値 0 から上昇するにつれて最小値 0 から上昇していくが、 $VAGC = V1$  になると、いったん最小値 0 になり、以後、再び A G C 電圧 VAGC が上昇するにつれて最小値 0 から上昇していく。そして、 $VAGC = V2$  になると、制御電圧 VATT は、所定の値  $\Delta V$  だけ低下し、以後、再び A G C 電圧 VAGC が上昇するにつれて上昇していく。なお、このとき、 $V1 < VAGC$  における電圧 VATT の変化率は、 $0 \leq VAGC < V1$  における電圧 VATT の変化率の 1 / 2 倍とされる。

## 【 0 0 4 7 】

そして、制御電圧 VATT が、可変アッテネータ回路 3 4、3 6 に利得 G34、G36 の制御信号として供給され、電圧 VATT が大きくなるほど、利得 G34、G36 は小さく（減衰量が大きく）される。なお、 $VATT = 0$ （最小値）のときの可変アッテネータ回路 3 4、3 6 の利得 G34、G36、すなわち、最大利得（最小減衰量）を値 G0 とする。ただし、一般には、値 G0 は、0 [dB] に近いが、負の値である。

## 【 0 0 4 8 】

また、制御電圧 VSW がスイッチ回路 3 2、3 5 にその切り換え制御信号として



供給され、スイッチ回路 3 2、3 5 は、 $V_{SW} = "H"$  のとき、アンプ 3 3 側に接続され、 $V_{SW} = "L"$  のとき、アッテネータ回路 3 4 側に接続される。

## 【 0 0 4 9 】

さらに、制御電圧  $V_{ANT}$  がトランジスタ Q51 のベースに供給されるとともに、電源端子 T51 がダイオード D51 を通じて、さらに、高周波チョークコイル L51 を通じてコネクタジャック 3 1 のホット側に接続され、トランジスタ Q51 のエミッタ・コレクタ間が、ダイオード D51 に並列接続される。また、素子 D51、L51 の接続点と、接地との間に、コンデンサ C51 が接続される。

## 【 0 0 5 0 】

このような構成によれば、端子 T51 の電圧  $+V_{CC}$  が、ダイオード D51 あるいはトランジスタ Q51 → コイル L51 → ジャック 3 1 → プラグ 1 9 → 同軸ケーブル 1 8 → コイル L11 → 抵抗器 R11 のライン通じて電圧  $V_{PWR}$  として取り出される。そして、この電圧  $V_{PWR}$  がアンプ 1 3、1 7 などにそれらの動作電圧として供給されるので、アンテナユニット 1 0 は動作状態となる。

## 【 0 0 5 1 】

なお、ここで、

$V_{D51}$  : ダイオード D51 の降下電圧

$V_{QEC51}$  : トランジスタ Q51 のエミッタ・コレクタ間の降下電圧

とすれば、一般に、

$$V_{D51} > V_{QEC51}$$

である。したがって、トランジスタ Q51 がオフのときには、

$$V_{PWR} = V_{CC} - V_{D51} - V_{R11}$$

$V_{R11}$  : 抵抗器 R11 などの降下電圧

となる。また、トランジスタ Q51 がオンのときには、

$$V_{PWR} = V_{CC} - V_{QEC51} - V_{R11}$$

となる。

## 【 0 0 5 2 】

そこで、電源電圧  $+V_{CC}$  およびダイオード D51 の種類（規格）などをあらかじめ選定しておくことにより、例えば、ダイオード D51 をショットキーダイオ

ードとすることにより、トランジスタ Q51 がオフのときには、

$$\begin{aligned} V_{PWR} &= V_{CC} - V_{D51} - V_{R11} \\ &= V_L \end{aligned}$$

とされ、トランジスタ Q51 がオンのときには、

$$\begin{aligned} V_{PWR} &= V_{CC} - V_{QEC51} - V_{R11} \\ &= V_H \end{aligned}$$

とされる。

### 【 0 0 5 3 】

そして、アンテナユニット 1 0 が動作状態のときには、アンテナ 1 1 により受信された信号 A1 ~ B3 が、アンテナ 1 1 → スイッチ回路 1 2 → アンプ 1 3 あるいはアッテネータ回路 1 5 → スイッチ回路 1 5 → バンドパスフィルタ 1 6 → アンプ 1 7 → コンデンサ C11 → 同軸ケーブル 1 8 → プラグ 1 9 → ジャック 3 1 → コンデンサ C31 → スイッチ回路 3 2 → アンプ 3 3 あるいはアッテネータ回路 3 4 → スイッチ回路 3 5 → アッテネータ回路 3 6 の信号ラインを通じてアンプ 3 7 に供給される。したがって、上記のように D A R の番組を聴取することができる。

### 【 0 0 5 4 】

そして、この場合、図 1 および図 2 にも示すように、

G10: スイッチ回路 1 2 からスイッチ回路 1 5 までの利得

G17: アンプ 1 7 の利得

G30: スイッチ回路 3 2 からスイッチ回路 3 5 までの利得

G36: アッテネータ回路 3 6 の利得

とすれば、アンテナ 1 1 の出力端からアンプ 3 7 の入力端までの総合利得 G<sub>ALL</sub> は、

$$G_{ALL} = G_{10} + G_{17} + G_{30} + G_{36} + \text{その他の損失} \quad \cdots \quad (A)$$

であるから、まず、利得 G10、G17、G30、G36 と A G C 電圧 V<sub>AGC</sub> との関係を示すと、以下のとおりである。

### 【 0 0 5 5 】

(1) 利得 G10 について

利得 G10 は、スイッチ回路 1 2、1 4 が検出回路 2 1 の検出出力により制御さ

れて、以下のように変化する。

【 0 0 5 6 】

①  $0 \leq V_{AGC} < V_1$  の場合

図 3 A に示すように、 $V_{ANT} = "H"$  なので、トランジスタ Q51 はオフであり、アンテナユニット 10 においては、 $V_{PWR} = V_L$  となる。そして、この  $V_{PWR} = V_L$  であることが検出回路 21 により検出され、その検出出力によりスイッチ回路 12、15 は図 1 に示すように、アンプ 13 側に接続される。したがって、図 3 D に示すように、アンテナユニット 10 において、利得 G10 はアンプ 13 の利得 G13 に等しくなる。

【 0 0 5 7 】

②  $V_1 \leq V_{AGC} < V_2$  の場合

図 3 A に示すように、この場合も、 $V_{ANT} = "H"$  なので、①の場合と同様、図 3 D に示すように、利得 G10 はアンプ 13 の利得 G13 に等しくなる。

【 0 0 5 8 】

③  $V_2 \leq V_{AGC}$  の場合

図 3 A に示すように、 $V_{ANT} = "L"$  なので、トランジスタ Q51 はオンであり、 $V_{PWR} = V_H$  となる。そして、この  $V_{PWR} = V_H$  であることが検出回路 21 により検出され、その検出出力によりスイッチ回路 12、15 は図 1 とは逆に、アッテネータ回路 14 側に接続される。したがって、図 3 D に示すように、利得 G10 はアッテネータ回路 14 の利得 G14 に等しくなる。

【 0 0 5 9 】

なお、②から③になるとき、利得 G10 は、それまでの利得 G13 から利得 G14 に低下するが、この利得差 ( $G_{13} - G_{14}$ ) を値  $\Delta G_1$  とする。

【 0 0 6 0 】

(2) 利得 G17 について

利得 G17 は、アンプ 17 の利得であるから A G C 電圧  $V_{AGC}$  にかかわらず一定である。

【 0 0 6 1 】

(3) 利得 G36 について

利得 G30 に先だって利得 G36 について説明する。この利得 G36 は、制御電圧 VATT により以下のように制御される。

【 0 0 6 2 】

①  $0 \leq V_{AGC} < V_1$  の場合

図 3 C に示すように、制御電圧 VATT は、A G C 電圧 VAGC の上昇につれて最小値 0 から単調に上昇するので、図 3 F に示すように、利得 G36 は、A G C 電圧 VAGC の上昇につれて最大値 G0 から単調に減少していく。

【 0 0 6 3 】

②  $V_1 \leq V_{AGC} < V_2$  の場合

図 3 C に示すように、この場合も、制御電圧 VATT は、A G C 電圧 VAGC の上昇につれて最小値 0 から単調に上昇するので、図 3 F に示すように、利得 G36 は、A G C 電圧 VAGC の上昇につれて最大値 G0 から単調に減少していく。

【 0 0 6 4 】

ただし、②の場合の制御電圧 VATT の降下率は、①の場合の  $1/2$  倍なので、②の場合の利得 G36 の減少率も①の場合の  $1/2$  倍になる。また、①から②になるとき、利得 G36 は、それまでの利得から利得 G0 に上昇するが、この利得差を値  $\Delta G4$  とする。

【 0 0 6 5 】

③  $V_2 \leq V_{AGC}$  の場合

図 3 C に示すように、②から③になったとき、制御電圧 VATT は、それまでの電圧から値  $\Delta V$  だけ低下し、以後、A G C 電圧 VAGC の上昇につれて単調に上昇する。

【 0 0 6 6 】

したがって、図 3 F に示すように、利得 G36 は、②から③になったとき、それまでの利得から、低下電圧  $\Delta V$  に対応した値  $\Delta G3$  だけ上昇し、以後、A G C 電圧 VAGC の上昇につれて単調に減少していく。

【 0 0 6 7 】

なお、③の場合の制御電圧 VATT の降下率も、①の場合の  $1/2$  倍なので、③の場合の利得 G36 の減少率も①の場合の  $1/2$  倍になる。

## 【 0 0 6 8 】

## (4) 利得 G30 について

利得 G30 は、スイッチ回路 3 2、3 4 が制御電圧 VSW により制御されるとともに、アッテネータ回路 3 4 が制御電圧 VATT により制御されて、以下のように変化する。

## 【 0 0 6 9 】

①  $0 \leq V_{AGC} < V_1$  の場合

図 3 B に示すように、VSW = “H” なので、スイッチ回路 3 2、3 5 は、図 2 に示すように、アンプ 3 3 側に接続される。したがって、図 3 E に示すように、利得 G30 は、アンプ 3 3 の利得 G33 に等しくなる。

## 【 0 0 7 0 】

②  $V_1 \leq V_{AGC} < V_2$  の場合

図 3 B に示すように、VSW = “L” なので、スイッチ回路 3 2、3 5 は、図 2 とは逆に、アッテネータ回路 3 4 側に接続される。したがって、利得 G30 は、アッテネータ回路 3 4 の利得 G34 に等しくなる。

## 【 0 0 7 1 】

そして、この場合、アッテネータ回路 3 4 は、制御電圧 VATT によりアッテネータ回路 3 6 と同様に制御されるので、利得 G34 は利得 G36 と同様の变化となる。なお、①から②になるとき、利得 G36 は、それまでの利得 G33 から利得 G0 に低下するが、この利得差 ( $G_{33} - G_0$ ) を値  $\Delta G_2$  とする。

## 【 0 0 7 2 】

③  $V_2 \leq V_{AGC}$  の場合

図 3 B に示すように、この場合も、VSW = “L” なので、スイッチ回路 3 2、3 5 は、図 2 とは逆に、アッテネータ回路 3 4 側に接続される。したがって、利得 G30 は、アッテネータ回路 3 4 の利得 G34 に等しくなる。そして、この場合も、アッテネータ回路 3 4 は、制御電圧 VATT によりアッテネータ回路 3 6 と同様に制御されるので、利得 G34 は利得 G36 と同様の变化となる。

## 【 0 0 7 3 】

## (5) 総合利得 GALL について

総合利得  $G_{ALL}$  は、上記のように (A) 式で示されるので、図 3 D ~ F の特性を合成した特性となる。そこで、各回路の利得あるいは特性をあらかじめ設定しておくことにより、

$$\Delta G_1 = 2 \cdot \Delta G_3$$

$$\Delta G_2 = \Delta G_4$$

に設定しておく。

【 0 0 7 4 】

そして、(A) 式のうち、まず、利得  $G_{30}$  と利得  $G_{36}$  との合成利得 ( $G_{30} + G_{36}$ ) について、図 4 により考える。なお、図 4 A の破線の特性は、図 3 E と同じであり、利得  $G_{30}$  の特性である。また、図 4 B は図 3 F と同じであり、利得  $G_{36}$  の特性である。さらに、簡単のため、 $G_0 = 0 \text{ dB}$  とする。

【 0 0 7 5 】

そして、利得  $G_{30}$  の特性を基準にして利得  $G_{36}$  の特性を図示すると、実線の特性となり、これは利得 ( $G_{30} + G_{36}$ ) の特性である。すなわち、A G C 電圧  $V_{AGC}$  が ① から ② に変化するとき、利得  $G_{30}$  は、利得  $G_{33}$  から利得  $\Delta G_2$  だけ低下するが、このとき、利得  $G_{36}$  が利得  $\Delta G_4$  だけ上昇するとともに、 $\Delta G_2 = \Delta G_4$  なので、A G C 電圧  $V_{AGC}$  が ① から ② に変化するとき、利得 ( $G_{30} + G_{36}$ ) の特性に段差を生じないことになる。

【 0 0 7 6 】

また、② における利得  $G_{30}$ 、 $G_{36}$  の減少率は、① における利得  $G_{36}$  の減少率の  $1/2$  倍なので、② における利得 ( $G_{30} + G_{36}$ ) の減少率は、① における利得  $G_{36}$  の減少率に等しくなる。

【 0 0 7 7 】

したがって、① および ② における利得 ( $G_{30} + G_{36}$ ) の特性は、図 4 A に 1 本の実線の直線により示すように、連続し、かつ、同じ割合で減少することになる。

【 0 0 7 8 】

また、A G C 電圧  $V_{AGC}$  が ② から ③ に変化するとき、利得  $G_{30}$ 、 $G_{36}$  は、それぞれ利得  $\Delta G_3$  だけ上昇するので、利得 ( $G_{30} + G_{36}$ ) は、A G C 電圧  $V_{AGC}$  が ②

から③に変化するとき、利得  $2 \cdot \Delta G_3$  だけ上昇することになる。

【0079】

さらに、③における利得  $G_{30}$ 、 $G_{36}$  の減少率は、①における利得  $G_{36}$  の減少率の  $1/2$  倍なので、③における利得  $(G_{30} + G_{36})$  の減少率は、①における利得  $G_{36}$  の減少率に等しくなる。

【0080】

したがって、③における利得  $(G_{30} + G_{36})$  の特性は、図4Cに実線の直線で示すように、AGC電圧  $V_{AGC}$  が②から③に変化するとき、利得  $2 \cdot \Delta G_3$  だけ上昇するとともに、②における特性と平行になる。

【0081】

そして、(A)式においては、そのような利得  $(G_{30} + G_{36})$  に、さらに、利得  $G_{10}$  が合成されているので、その合成利得  $(G_{30} + G_{36} + G_{10})$  は、図5Cに示す特性となる。すなわち、図5Aは図4Aの実線の特性と同じであり、利得  $(G_{30} + G_{36})$  の特性である。また、図5Bは図3Fと同じであり、利得  $G_{10}$  の特性である。

【0082】

すると、利得  $(G_{30} + G_{36})$  と利得  $G_{10}$  とが加算されるのであるから、①および②においては、利得  $(G_{30} + G_{36})$  の特性は、利得  $G_{13}$  だけ一様に上昇する。また、③においては、利得  $(G_{30} + G_{36})$  の特性は、利得  $G_{14}$  だけ一様に上昇する。

【0083】

そして、AGC電圧  $V_{AGC}$  が②から③に変化するとき、利得  $(G_{30} + G_{36})$  は利得  $2 \cdot \Delta G_3$  だけ上昇しているが、利得  $G_{10}$  は利得  $\Delta G_1$  だけ低下しているとともに、 $\Delta G_1 = 2 \cdot \Delta G_3$  である。したがって、AGC電圧  $V_{AGC}$  が②から③に変化するとき、利得  $(G_{30} + G_{36} + G_{10})$  の特性には段差を生じない。

【0084】

また、①および②と、③とにおいて、利得  $(G_{30} + G_{36})$  の特性は平行である。したがって、①～③における利得  $(G_{30} + G_{36} + G_{10})$  の特性は、図5Cに1本の直線により示すように、連続し、かつ、同じ割合で減少することになる

## 【 0 0 8 5 】

そして、(A)式において、総合利得 $G_{ALL}$ は、この図5Cに示す特性の利得( $G_{30} + G_{36} + G_{10}$ )に、AGC電圧 $V_{AGC}$ にかかわらず一定な利得 $G_{17}$ および損失が合成されたのであるから、その総合利得 $G_{ALL}$ の特性は、図5Cに示す利得( $G_{30} + G_{36} + G_{10}$ )の特性と同様、AGC電圧 $V_{AGC}$ に対して連続に、かつ、直線的に変化することになる。

## 【 0 0 8 6 】

こうして、この上述のアンテナユニット10および受信機30によれば、アンテナ11の出力端からアンプ37の入力端までの総合利得 $G_{ALL}$ は、AGC電圧 $V_{AGC}$ の広い範囲に対して連続的に、かつ、一様に変化するので、受信電界レベルの広い範囲にわたって適切にAGCを行うことができる。

## 【 0 0 8 7 】

そして、その場合、図3～図5の説明から明かなように、受信電界レベルが小さくてAGC電圧 $V_{AGC}$ が小さいときには、すなわち、①のときには、高周波アンプ13、33が有効に使用されるので、その受信信号をNFの良好な状態で十分なレベルに増幅することができる。

## 【 0 0 8 8 】

また、受信電界レベルが大きくてAGC電圧 $V_{AGC}$ が大きいときには、すなわち、③のときには、高周波アンプ13、33は使用されないとともに、アッテネータ回路14、34、36が有効に使用されるので、その受信信号に高周波アンプの飽和による歪みを生じることがないとともに、その受信信号を適切なレベルに制御することができる。

## 【 0 0 8 9 】

さらに、アンテナユニット10においては、高周波アンプ13とアッテネータ回路14とを切り換えることによりアンテナユニット10の利得を変更しているので、高周波アンプ10を可変利得アンプにより構成する必要がなく、したがって、NFの悪くなることがない。

## 【 0 0 9 0 】



また、アンテナユニット 1 0 を車両の屋根などに設置するとともに、受信機 3 0 を車両の内部に設置する場合、同軸ケーブル 1 8 を通じて受信機 3 0 からアンテナユニット 1 0 に動作電圧 VPWR を供給することができる。

## 【 0 0 9 1 】

さらに、この場合、その動作電圧 VPWR を AGC 電圧 VAGC に対応して変更するとともに、その動作電圧 VPWR の変化にしたがって、アンテナユニット 1 0 におけるアンプ 1 3 とアッテネータ回路 1 4 とを切り換えるようにしているので、アンテナユニット 1 0 の利得を切り換えるとき、ケーブル 1 8 として一般の同軸ケーブルを使用することができ、特殊のケーブルを必要としたり、追加のケーブルを必要としたりすることがない。

## 【 0 0 9 2 】

なお、例えば図 7 に示すように、 $VAGC = V1$  および  $V2$  のとき、制御電圧 VANT、VSW、VATT にヒステリシス特性を与えれば、 $VAGC = V1$  および  $V2$  におけるスイッチ回路 1 2、1 5 の切り換え、スイッチ回路 3 2、3 5 の切り換え、アッテネータ回路 3 4、3 6 の利得 G34、G36 の変化が不安定になることがない。

## 【 0 0 9 3 】

また、スイッチ回路 1 2、1 5、3 2、3 5 は、PIN ダイオードやトランジスタで構成することもできる。さらに、上述においては、DAR の受信機 3 0 およびそのアンテナユニット 1 0 に、この発明を適用した場合であるが、同様に受信機とそのアンテナユニットとが分離されるとともに、広い範囲の受信電界レベルわたって AGC が必要とされる場合であれば、この発明を適用することができる。

## 【 0 0 9 4 】

〔この明細書で使用している略語の一覧〕

AGC : Automatic Gain Control

DAR : Digital Audio Radio

FET : Field Effect Transistor

NF : Noise Figure

OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplex

P I N : Positive-Intrinsic-Negative

Q P S K : Quadrature Phase Shift Keying

S A W : Surface Acoustic Wave

【 0 0 9 5 】

【発明の効果】

この発明によれば、受信電界レベルの広い範囲にわたって適切に A G C を行うことができる。そして、その場合、受信信号のレベルが小さときには、その受信信号を N F の良好な状態で十分なレベルに増幅することができる。また、受信信号のレベルが大きいために、高周波アンプの飽和による歪みを生じることがないとともに、その受信信号を適切なレベルに制御することができる。

【 0 0 9 6 】

さらに、アンテナユニットにおいて、受信信号の N F の悪くならない。また、アンテナユニットを車両の屋根などに設置するとともに、受信機を車両の内部に設置する場合、同軸ケーブルを通じて受信機からアンテナユニットに動作電圧を供給することができる。さらに、アンテナユニットの利得の切り換えもその同軸ケーブルを通じて行うことができ、同軸ケーブルとして一般の同軸ケーブルを使用することができ、特殊のケーブルを必要としたり、追加のケーブルを必要としたりすることがない。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

この発明の一形態を示す接続図である。

【図 2】

この発明の一形態を示す接続図である。

【図 3】

この発明を説明するための特性図である。

【図 4】

この発明を説明するための特性図である。

【図 5】

この発明を説明するための特性図である。

【図 6】

この発明を説明するための周波数スペクトル図である。

【図 7】

この発明の他の形態を説明するための特性図である。

【図 8】

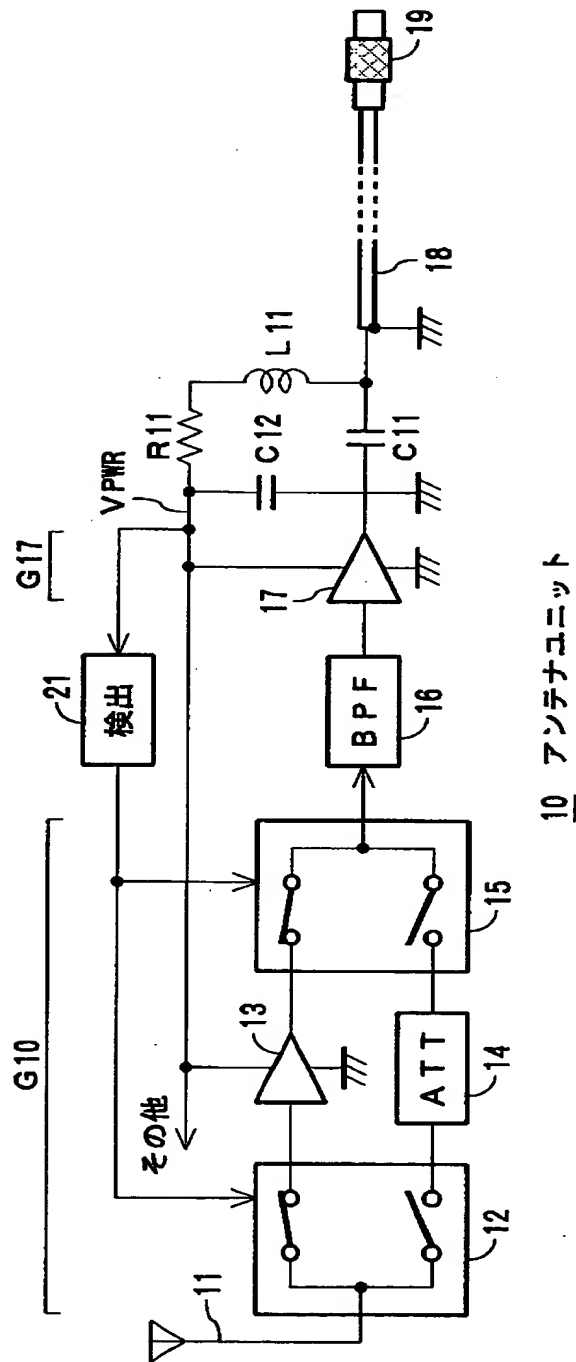
DAR を説明するための周波数スペクトル図である。

【符号の説明】

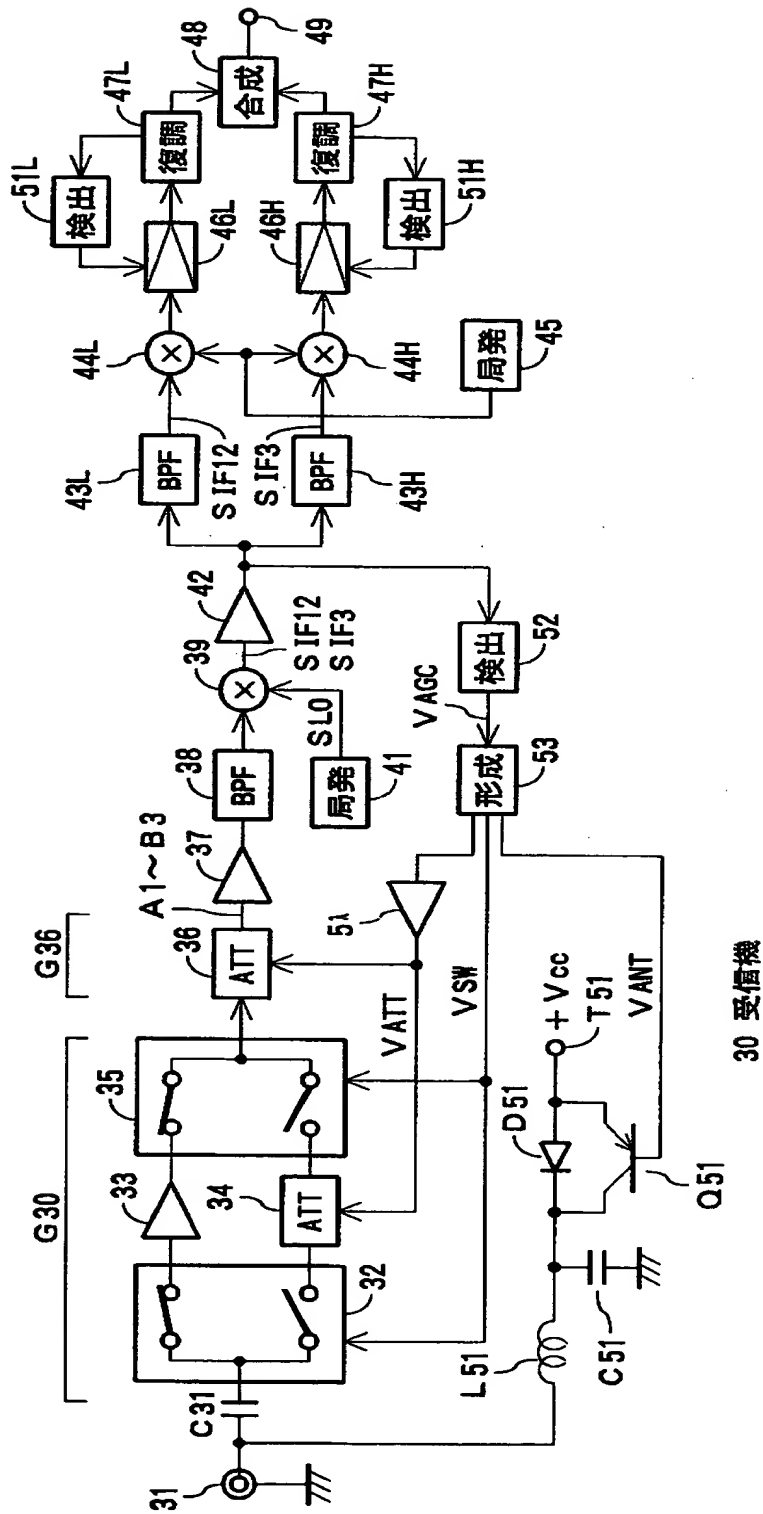
1 0 … アンテナユニット、 1 1 … アンテナ、 1 2 および 1 5 … スイッチ回路、  
1 3 … 高周波アンプ、 1 4 … アッテネータ回路、 1 6 … バンドパスフィルタ、 1  
7 … 高周波アンプ、 1 8 … 同軸ケーブル、 1 9 … コネクタプラグ、 2 1 … 電圧検  
出回路、 3 0 … 受信機、 3 1 … コネクタジャック、 3 2 および 3 5 … スイッチ回  
路、 3 3 … 高周波アンプ、 3 4 および 3 6 … 可変アッテネータ回路、 3 7 … 高周  
波アンプ、 3 8 … バンドパスフィルタ、 3 9 … 第 1 ミキサ回路、 4 1 … 第 1 局部  
発振回路、 4 2 … 4 3 H および 4 3 L … バンドパスフィルタ、 4 4 H および 4 4  
L … 第 2 ミキサ回路、 4 5 … 第 2 局部発振回路、 4 6 H および 4 6 L … 可変利得  
アンプ、 4 7 H および 4 7 L … 復調回路、 4 8 … 合成回路、 4 9 … 出力端子、 5  
1 H、 5 1 L および 5 2 … レベル検出回路、 5 3 … 制御電圧形成回路

【書類名】 図面

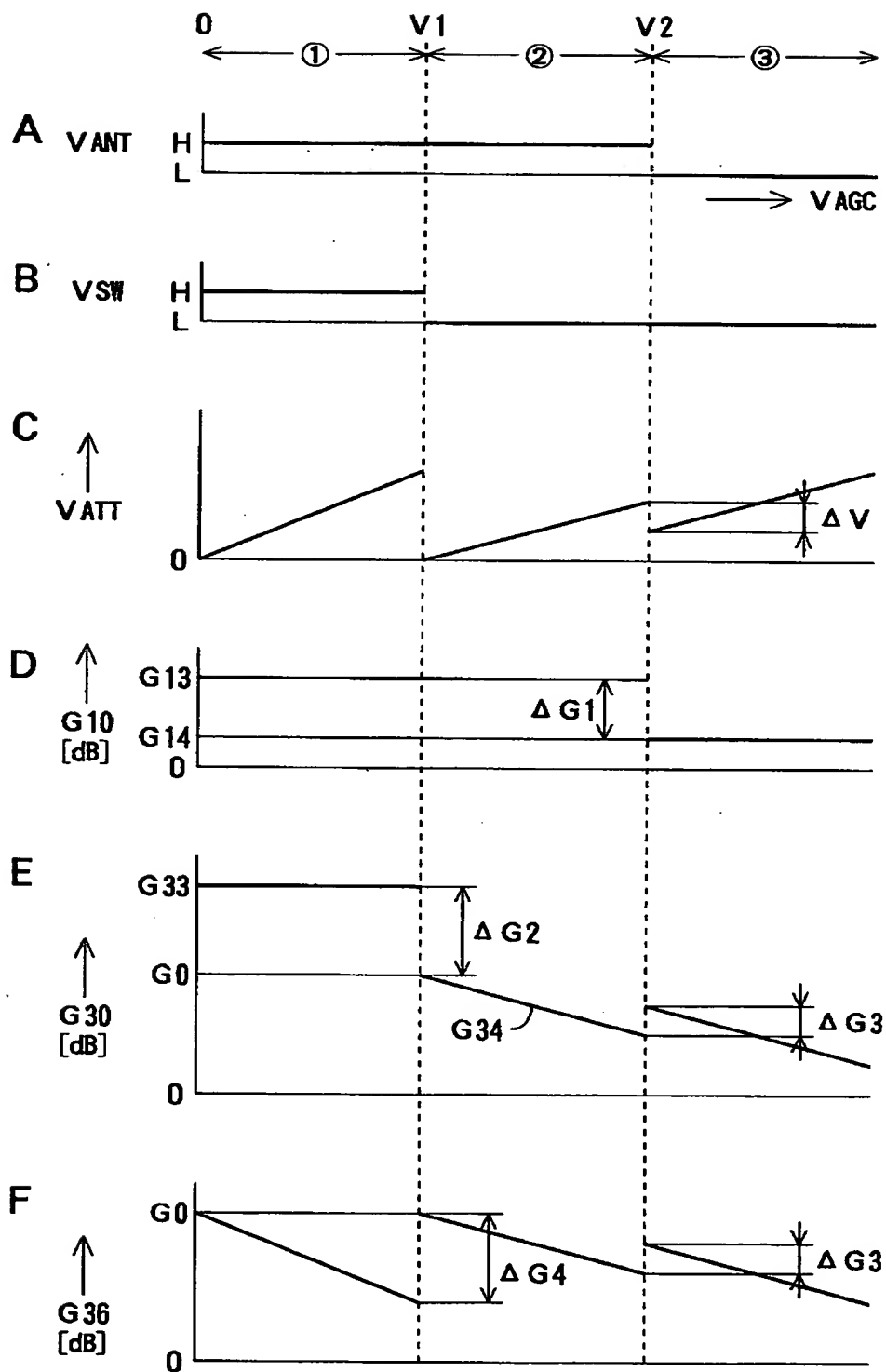
【図 1】



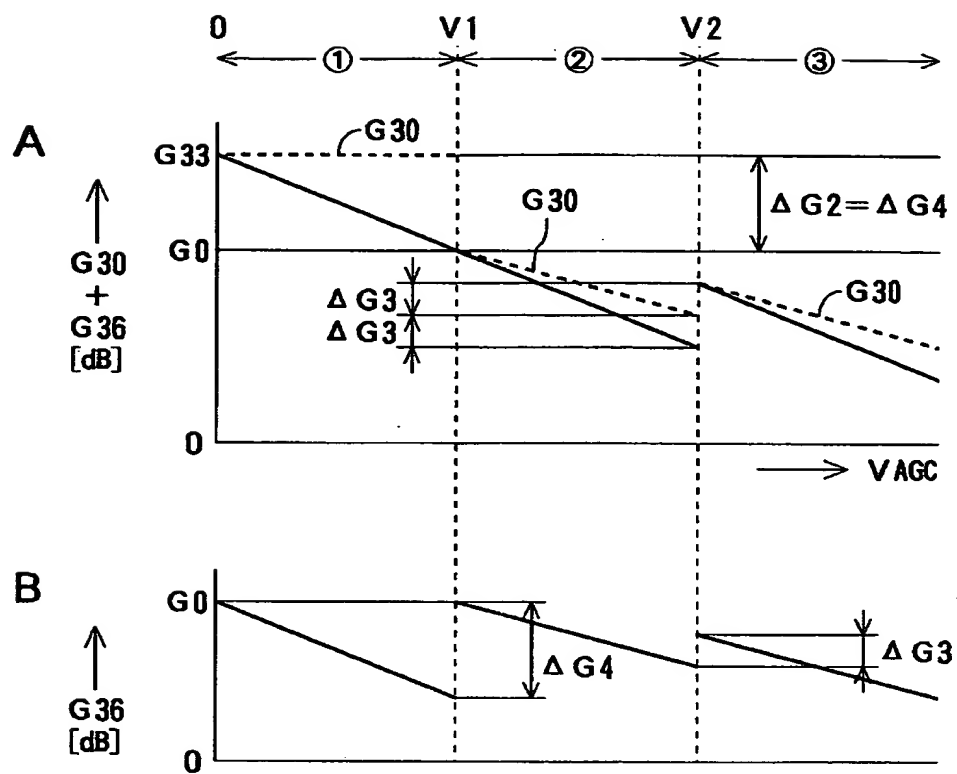
【図 2】



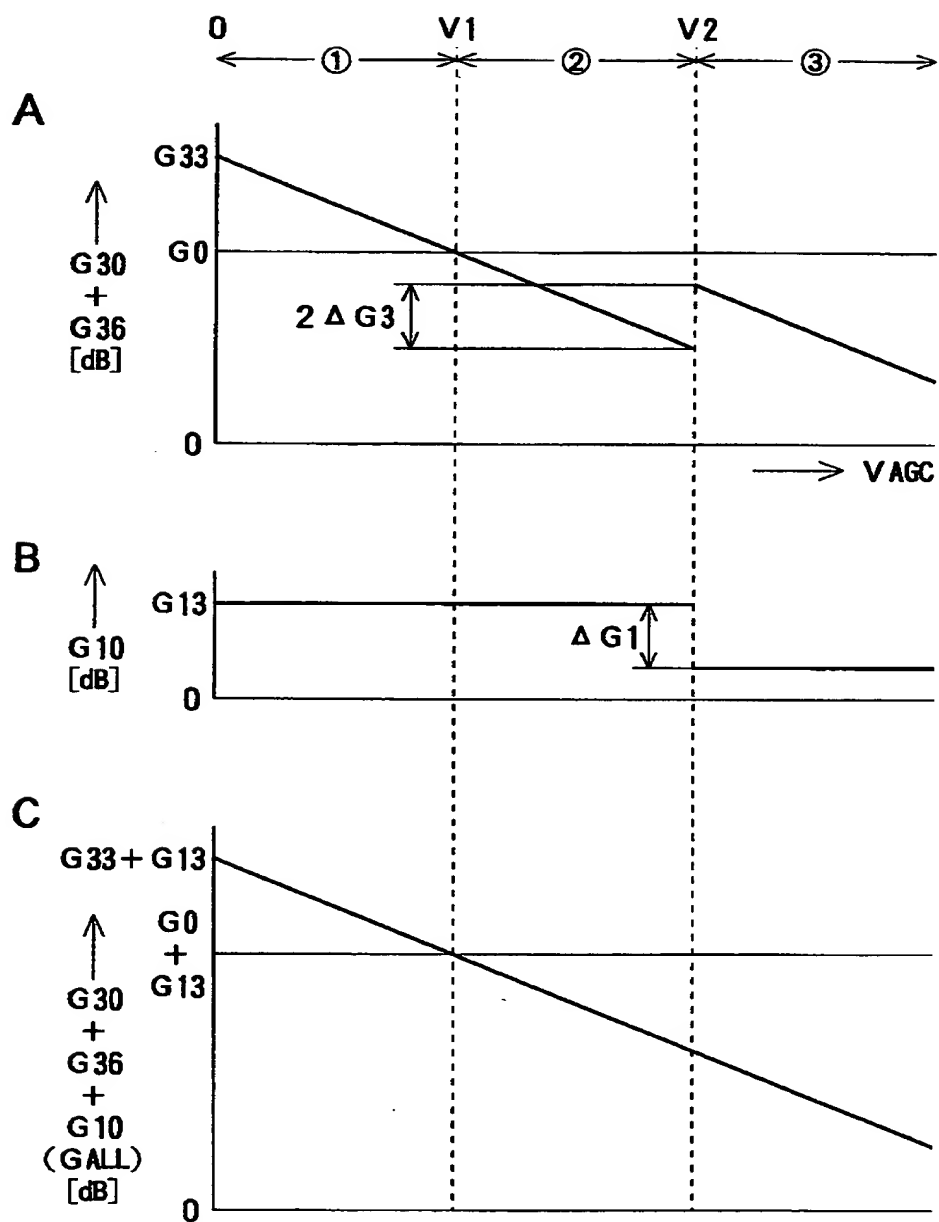
【図 3】



【図 4】

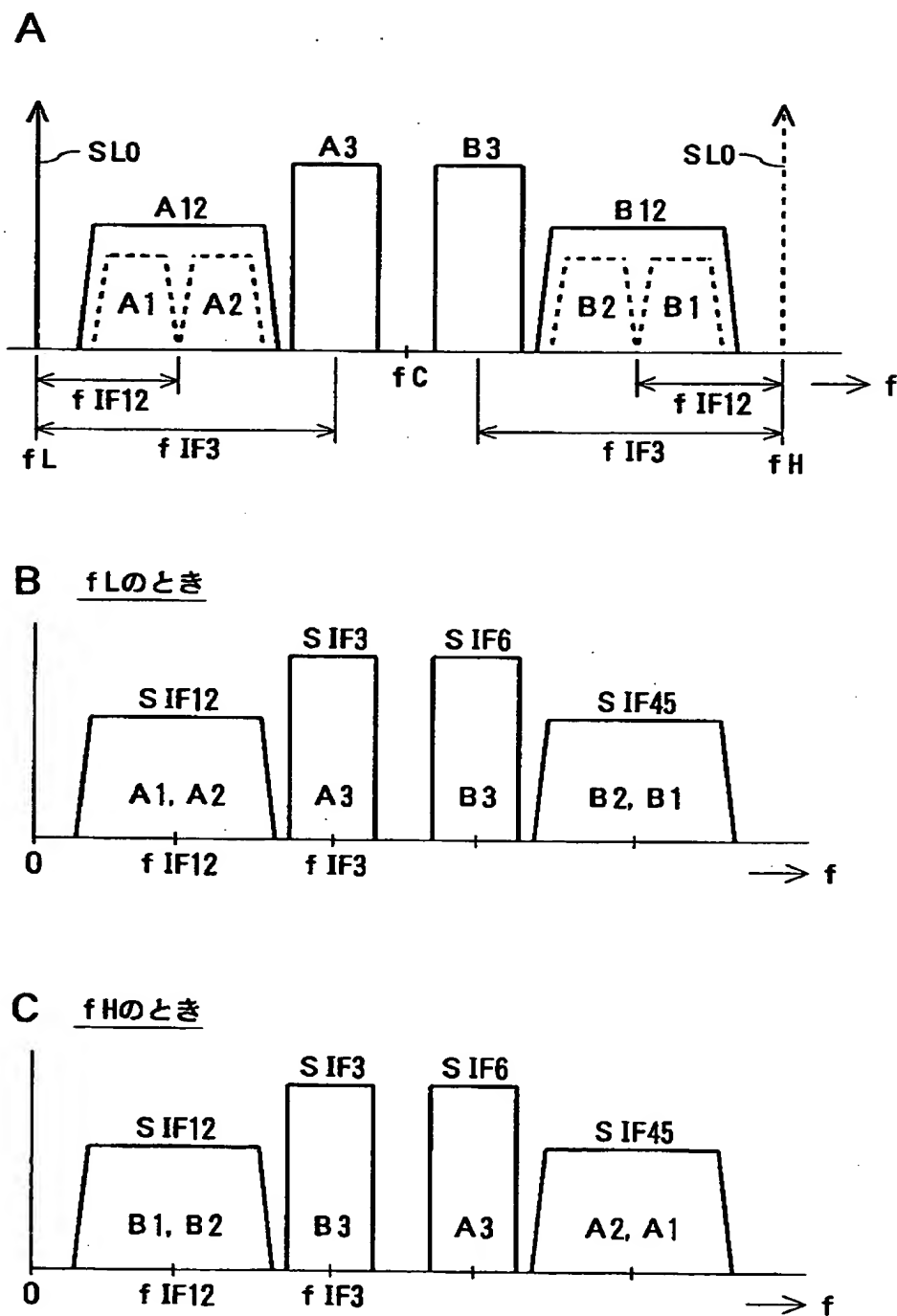


【図 5】

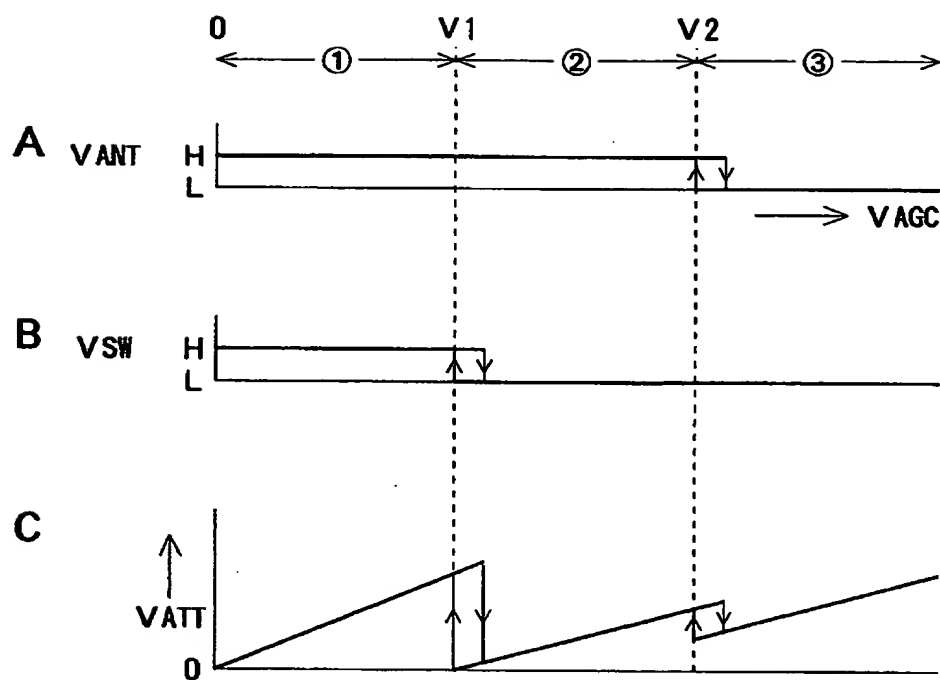




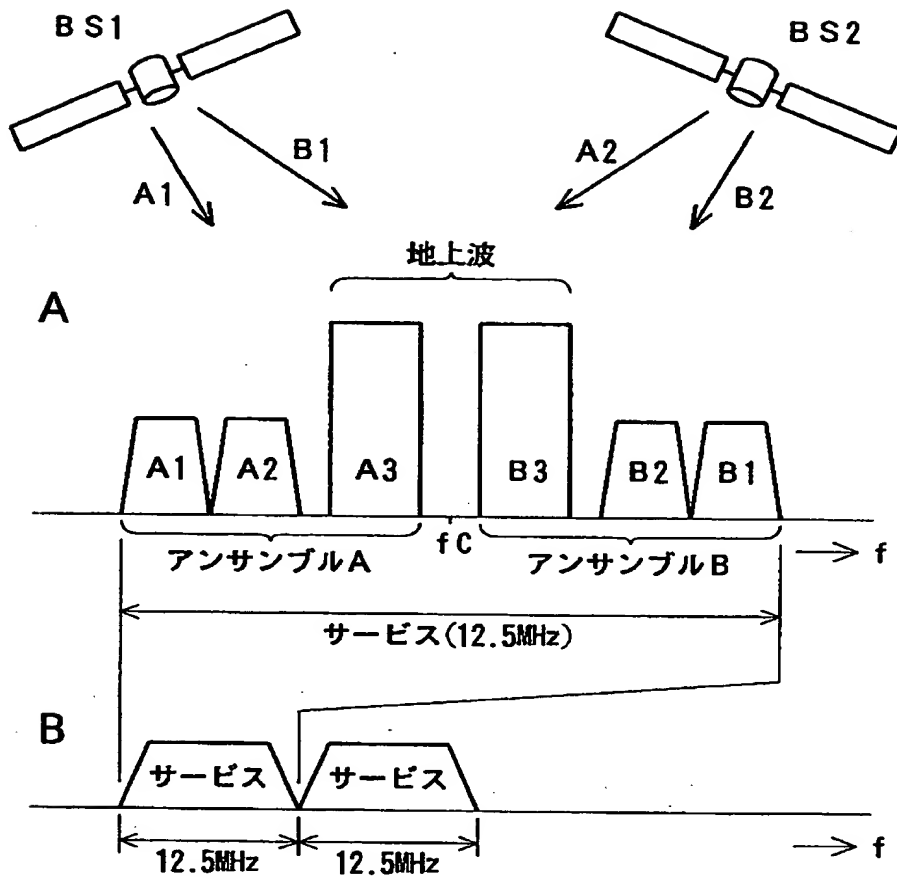
【図6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】            要約書

【要約】

【課題】    同軸ケーブルだけで受信機からアンテナユニットに動作電圧および利得の制御信号を供給する。

【解決手段】    アンテナユニット 1 0 に、アンテナ 1 1 と、高周波アンプ 1 3 と、アッテネータ回路 1 4 と、出力ケーブル 1 8 と、電圧検出回路 2 1 とを設ける。受信機から出力ケーブル 1 8 を通じて高周波アンプ 1 3 にその動作電圧 VPWR を供給する。動作電圧 VPWR を AGC 電圧 VAGC にしたがって切り換える。この動作電圧 VPWR の切り換えを電圧検出回路 2 1 により検出した検出出力により、高周波アンプ 1 3 と、アッテネータ回路 1 4 とを、アンテナ 1 1 および出力ケーブル 1 8 の間の信号ラインに、選択的に接続する。

【選択図】            図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000002185]

1. 変更年月日	1990年 8月30日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都品川区北品川6丁目7番35号
氏 名	ソニー株式会社